

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 63-133726

(43)Date of publication of application : 06.06.1988

(51)Int.Cl.

H04J 13/00

(21)Application number : 61-280473

(71)Applicant : KOKUSAI ELECTRIC CO LTD

(22)Date of filing : 25.11.1986

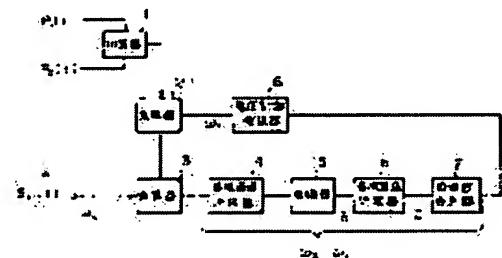
(72)Inventor : MIYAKE MASAYASU

(54) AUTOMATIC FREQUENCY CONTROL CIRCUIT OF SPREAD SPECTRUM COMMUNICATION SYSTEM

(57)Abstract:

PURPOSE: To lighten a degree of deterioration due to a frequency shift by taking the product between a sum of reception local signals and a reception signal and making the output of the product into the input signal of an AFC loop through a prescribed band pass filter.

CONSTITUTION: An adder 1 generates the envelope line component of the reception local signal, and a multiplier 2 multiplies the signal by an output from a voltage controlled oscillator 8. A multiplier 3 multiplies the output by the reception signal, and the output is passed through a band-pass filter 4, an amplifier 5, a band-pass filter 6 and a frequency discriminater 7. A carrier whose central frequency is the difference or the sum of the central frequency of the reception signal and that of the reception local signal is extracted. The extracted carrier is given as the input signal of the AFC loop to the voltage controlled oscillator 8.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

⑩ 日本国特許庁 (JP) ⑪ 特許出願公開
 ⑫ 公開特許公報 (A) 昭63-133726

⑬ Int. Cl.
 H 04 J 13/00

識別記号 庁内整理番号
 A-8226-5K

⑭ 公開 昭和63年(1988)6月6日

審査請求 有 発明の数 1 (全 6 頁)

⑮ 発明の名称 スペクトラム拡散通信方式の自動周波数制御回路

⑯ 特 願 昭61-280473

⑰ 出 願 昭61(1986)11月25日

⑱ 発明者 三宅 正泰 東京都西多摩郡羽村町神明台2-1-1 国際電気株式会社羽村工場内

⑲ 出願人 国際電気株式会社 東京都港区虎ノ門2丁目3番13号

⑳ 代理人 弁理士 大塚 学 外1名

明細書

1. 発明の名称

スペクトラム拡散通信方式の自動周波数制御回路

2. 特許請求の範囲

スペクトラム拡散通信方式において、受信ローカル信号の和をとることによって作られる信号と受信信号との積をとり、その積を信号帯域よりも狭い帯域幅を持つ帯域通過済波器を通して、前記受信信号の中心周波数と前記受信ローカル信号の中心周波数の差又は和の周波数を中心周波数とする搬送波を抽出し、この抽出された搬送波をAFCループの入力信号とするように構成されたスペクトラム拡散通信方式の自動周波数制御回路。

3. 発明の詳細な説明

(発明の技術分野)

本発明は、自動周波数制御(AFC)回路に関するものであり、特にスペクトラム拡散通信方式のAFC回路に関するものである。

(従来技術とその問題点)

スペクトラム拡散通信方式の1つに直接拡散変調方式がある。この直接拡散変調方式の手法の1つにCSK (Code Shift Keying: 符号切替変調) 方式がある。CSK方式は伝送しようとするデータのそれぞれに異なる拡散符号を割り当て、拡散符号相互間の相関が小さいことを利用して、データを復元する方式であり、このことはよく知られている。直接拡散(以下「DS」と略す)方式でCSK方式を用いた場合に、搬送波の周波数ずれが発生した場合に、復調器でこの補正を行う回路、即ちAFC回路が必要である。

DS方式にCSK方式を使用することはよく知られている。相互相関が充分に小さい、拡散符号の集合を拡散符号とするCSK方式は、その拡

符号の数を N とした場合

$$Q = \log_2 N \quad \dots \quad (1)$$

だけの 2 値の情報量を 1 つの拡散符号が担うことが出来ることがよく知られており、この事実は C S K 方式を利用す際の 1 つの利点になっている。

C S K 方式の復調器において受信信号に周波数ずれが存在する場合、

- 1) 受信帯域制限用 B P F の中心周波数と、受信された信号の中心周波数が一致せず、受信信号のスペクトラムが非対称に削られ信号電力の減少、符号間干渉等の劣化の原因になること、
- 2) 拡散の復調を行う処理回路の中心周波数と受信信号の中心周波数が一致しないために、拡散の復調出力の信号電力の減少の原因になること、等の欠点があった。

また、従来このような問題点の検討は特になされていなかった。

(発明の目的)

本発明の目的は、以上の如き従来技術の欠点を

除き、C S K 方式を用いた場合に、広範囲の周波数ずれが存在する場合にも、正しく C S K 方式の復調が出来るようなスペクトラム拡散通信方式の自動周波数制御回路を提供することにある。

(発明の構成と作用)

以下本発明を詳細に説明する。

(発明の原理)

まず、本発明の原理について説明する。

以下の説明では簡単のために拡散符号の数を 2 とした場合の説明を記述する。

使用する拡散符号の数が 2 の場合、伝送する情報はそれぞれの符号に 1 ビットずつ割り当てられる。即ち、拡散符号 p_1 に対して「1」を、 p_0 に対して「0」を割り当てる。またそれぞれの拡散符号に対する時刻 n のときの情報が「1」のときは $a_n = 1$ 、 $b_n = 0$ 、「0」のときは $a_n = 0$ 、 $b_n = 1$ とする。

このようにした場合の時刻 n の情報に対する拡散信号 $s_n(t)$ は次のように表現できる。

$$s_n(t) = \{ a_n p_1(t) + b_n p_0(t) \} \cos(\omega_0 t + \phi) \quad (2)$$

但し、 ω_0 ：搬送波角周波数

ϕ ：任意の位相

また、 a_n 、 b_n の性質から次の式が成立する。

$$a_n b_n = 0 \quad (3)$$

$$a_n + b_n = 1 \quad (4)$$

なお、 $p_1(t)$ 、 $p_0(t)$ は拡散符号 p_1 及び p_0 に相当する「1」、「-1」のいずれかの値をとる 2 値系列である。

以上の信号波形を図 1 に示す。

次に、受信ローカル拡散信号として、次の式で表現される信号を考える。

$$e(t) = \{ p_1(t) + p_0(t) \} \cos \omega_1 t \quad (5)$$

$s_n(t)$ と $e(t)$ の積、 $d(t)$ は次のように表わされる。

$$\begin{aligned} d(t) &= s_n(t) \cdot e(t) \\ &= \{ a_n p_1(t) + b_n p_0(t) \} \cos \omega_0 t \\ &\quad \times \{ p_1(t) + p_0(t) \} \cos \omega_1 t \\ &= \frac{1}{2} (1 + p_1(t) \cdot p_0(t)) \{ \cos(\omega_0 - \omega_1)t \\ &\quad + \cos(\omega_0 + \omega_1)t \} \end{aligned} \quad (6)$$

(6)式の算出において、

$p_1(t) \cdot p_1(t) = p_2(t) \cdot p_2(t) = 1$ 、 $a_n + b_n = 1$ の関係を用いた。

(6)式で表わされる $d(t)$ を中心角周波数 $(\omega_0 - \omega_1)$ を持つ帯域通過フィルタに入力すると、その出力 $d'(t)$ は次の(7)式で表わされる。

$$d'(t) = \{ 1 + p_1(t) \cdot p_0(t) \} \cos(\omega_0 - \omega_1)t \quad (7)$$

但し、(7)式の導出において、比例定数 α は 2 倍し 1 とした。(7)式の第 1 項は C W 波を示し、第 2 項は拡散符号列 $p_1(t)$ と $p_0(t)$ の積で与えられる相互相関系列となり、これは拡散符号列がもつ帯域幅を W_p とすると、電力密度が $1/(2W_p)$ (W/Hz) の信号となる。

従って、(7)式で表わされる信号 $d'(t)$ を W_p より狭い帯域をもつ帯域通過フィルタを通して、次のように表わされる。

$$d''(t) = \{ 1 + n'(t) \} \cos(\omega_0 - \omega_1)t \quad (8)$$

但し、 $n'(t)$ ： $n(t) = p_1(t) \cdot p_0(t)$ を帯域幅 B の帶

域通過済波器を通した出力、

B : 帯域通過済波器の通過帯域幅

(8)式は角周波数が $\omega_0 - \omega_1$ の搬送波に雑音信号 $n'(t)$ が重畳された信号と考えることが出来る。よく知られているようにこの場合の搬送波と雑音の比は、 $H_0 > B$ のときは近似的に次の式で与えられる。

$$S/N \propto \frac{B}{2H_0} \quad (9)$$

但し、 H_0 ：拡散符号がもつ帯域幅

即ち、狭帯域 BPF の帯域幅と拡散帯域幅（拡散符号列がもつ帯域幅）の 2 倍の比が S/N を表わすことになる。

この d(t) を、一般によく使われる周波数弁別器に入力し、その出力で、受信・復調を行う際の周波数変換器に印加される局発信号の発振周波数を制御すれば、AFC ループが構成出来、従来技術の前述の如き欠点を克服することが出来る。

また、一般によく用いられる周波数弁別器は入力の CNR が 10dB 以上あれば安定な動作をするこ

とはよく知られている。従って、一般的な指針として狭帯域通過済波器の帯域幅は拡散帯域幅の 1/20 が最大の許容値である。これはまた、本発明の AFC が制御可能な周波数範囲を示すものである。

(2)～(4)式の関係を図 1 に示す。2 つの 2 値をとる拡散符号 p_1 と p_0 を図 1 (a) に示す。これらはレベル変換されて「+1, -1」の 2 値で表現される拡散符号列 $p_1(t)$ と $p_0(t)$ になる。これらを図 1 (b) に示す。情報である 2 値の送信データを、「1, 0, 1, 1, 0」とすると、この波形は図 1 (c) で表わされる。図 1 (d) のデータにもとづく、 a_n 及び b_n はそれぞれ、前述の原則により図 1 (d), (e) のように表わされる。従って、図式の括弧「()」内のそれぞれの項は、図 1 (f) のように表わされる。これらの和は 2 式の括弧「()」内の値であり、これは $S_n(t)$ の包絡線成分を表わし、 $\hat{S}_n(t)$ とすると図 1 (f) のようになる。最後に n の値と範囲を図 1 (f) に示す。

(実施例)

図 2 に AFC 回路の構成を示し、またその各部分の波形を図 3 に示す。図式で示される受信ローカル信号 $\ell(t)$ の包絡線成分は加算器 1 によって作られる。これを図 3 (f) に示す。この信号は乗算器 2 によって中心角周波数 ω_1 を発生する電圧制御発振器 8 の出力と掛けあわされて式(5) で表わされる信号となる。この信号は、図 2 の入力端 A への入力信号「 $S_n(t)$ 」と、乗算器 3 によって掛け合わせられ式(6) で示される d(t) の信号となる。図(6)式はそのままの形では図形化が困難なので、その過程を示す波形を式の変形によって次に示す。

$S_n(t)$ はその包絡線成分 $\hat{S}_n(t)$ と搬送波成分とで次のように表わすことができる。

$$S_n(t) = \hat{S}_n(t) \cdot \cos \omega_0 t \quad (10)$$

これは(2)式の括弧「()」内を $\hat{S}_n(t)$ として表わしたものであり、今まで述べてきたものである。次に、これと $\ell(t)$ との積 d(t) を求める。

$$d(t) = S_n(t) \cdot \ell(t) \\ = \hat{S}_n(t) \cdot \cos \omega_0 t \cdot (p_1(t) + p_0(t)) \cos \omega_1 t$$

$$= (\hat{S}_n(t) \cdot p_1(t) + \hat{S}_n(t) \cdot p_0(t))$$

$$\cos \omega_0 t \cdot \cos \omega_1 t \quad (11)$$

(11)式の括弧「()」内の各項は図 3 (d) 及び (e) にそれぞれ示される波形になることは容易に分かる。これらの信号の和は n 単位に入れ換えを行うことによって図 3 (d) 及び (e) になることは、演算が線型処理であることから容易にわかる。即ち、括弧「()」内を n 毎に区切って展開すると次のようにになる。但し、括弧「()」内を $\hat{S}_n(t)$ とする。

$$\hat{S}_n(t) = \hat{S}_1(t) \cdot p_1(t) + \hat{S}_2(t) \cdot p_1(t) + \hat{S}_3(t) \cdot p_1(t) + \\ \hat{S}_1(t) \cdot p_0(t) + \hat{S}_2(t) \cdot p_0(t) + \hat{S}_3(t) \cdot p_0(t) + \\ \hat{S}_1(t) \cdot p_1(t) + \hat{S}_2(t) \cdot p_1(t) + \hat{S}_3(t) \cdot p_1(t) - \\ (\hat{S}_1(t) \cdot p_1(t) + \hat{S}_2(t) \cdot p_1(t) + \hat{S}_3(t) \cdot p_1(t) + \hat{S}_1(t) \cdot p_0(t) + \\ \hat{S}_2(t) \cdot p_0(t) + \hat{S}_3(t) \cdot p_0(t) + \hat{S}_1(t) \cdot p_1(t) + \hat{S}_2(t) \cdot p_1(t) + \hat{S}_3(t) \cdot p_1(t) + \\ \hat{S}_1(t) \cdot p_0(t) + \hat{S}_2(t) \cdot p_0(t) + \hat{S}_3(t) \cdot p_0(t)) \quad (12)$$

(12)式の括弧「()」でくくられた第 1 項は図 3 (d) の波形になり、第 2 項は図 3 (e) の波形になること

は容易にわかる。

これはまた(4)式の括弧「()」内の第1項と第2項のそれぞれの波形を示すものであり、増幅器5の出力点Bの波形である。即ち、乘算器3の出力として得られた信号d'(t)は帯域幅2W_oを持つ帯域通過済波器4で角周波数 $\omega_c - \omega_o$ を中心周波数とする周波数成分が抽出されその出力は増幅器5で増幅されて信号d''(t)になる。

このd''(t)を帯域幅Bの帯域通過済波器によって抽出された信号をd'''(t)とする。d'''(t)の包絡線成分のそれぞれの信号は図3(b)及び(d)に示されるような信号となる。即ち、第1項は帯域通過済波器の中心周波数と一致する搬送波成分であるから減衰は受けない。これに対し、第2項は図3(d)で示される波形であり、W_o > Bであれば信号の大多数の成分が除去される。これはスペクトラム拡散のDS方式の復調過程で行われる処理と同じであり、DSの基本としてよく知られている。

従って、この信号成分の帯域通過済波器の出力は図3(d)のようになる。以上のことにより帯域通

過済波器6の最終的な出力点Cにおけるd''(t)は図3(b)で示される包絡線成分をもつ中心角周波数 $\omega_c - \omega_o$ をもつ信号となる。

従って、この信号を周波数弁別器7に入力することによって、入力角周波数 $\omega_c - \omega_o$ が、周波数弁別器7の中心周波数からずれた場合、周波数弁別器7は誤差信号を出力する。この誤差信号を電圧制御発振器8にフィードバックすることによってAFCループが構成出来る。

以上の説明は2つの拡散符号を用いる例を示したが、これは容易に2以上の例に拡張することが出来るのは自明である。

最後にCSKの変調器と本提案のAFCを採用した復調器の系統図を図4及び図5に示す。

図4はCSK変調器の系統図である。図4のAは図1(d)と同じ信号である送信データが入力される。図4のBは送信データと同じ速度を持ち同期のとれた送信クロックである。従って、例えば送信クロックの立ち上り点は送信データの変換点と正確に一致している。図4の11と12は拡散符号発

生器であり、11は図1(d)に示す符号p₁を発生する。また、図4の12は図1(d)に示す符号p₀を発生する。またこれらの符号は、図4の11と12に入力される図4の入力端子Bの信号により、信号の開始時点を正確に決めることができ、送信データの立ち上り時点が各符号p₁、p₀の開始時点と一致している。図4の13は、入力端子Aの送信データが「1」のときは11の出力信号Cを、また送信データが「0」のときは12の出力信号Dを、それぞれ選ぶスイッチである。この選ばれた信号Eは、図1(d)に相当するものである。この信号を用い、変調器14において、高周波信号に変換される。

CSK復調器に本発明のAFCを付加した系統図を図5に、またその主要部の波形を図6に示す。

受信入力は図6(a)に示すように、拡散符号がp₁ → p₀ → p₁ → p₀と変位するような信号であるとする。この信号は図5の端子Aに入力され、信号分配器21で3分配される。第1の分配出力は周波数変換器22で相関器23の中心周波数に一致した中心周波数をもつ信号に変換される。同様に第2の分配出

力も周波数変換器25を経て相関器26に入力される。これらの相関器23、26は、それぞれがもつ基準信号系列が違うこととする。即ち、相関器23は拡散符号p₁に、相関器26はp₀に対応することである。ここでいう相関器とは基準信号系列と同一の系列1周期分が入力された時点で、インパルス状の信号を出力し、その他の信号の場合には殆ど零に近い出力を出すようなものであり、SAW相関器がよく知られている。従って、図6(a)の信号は相関器23の出力では図6(b)のようになり、相関器26の出力では図6(c)のようになる。これらの信号をそれぞれ、包絡線検波器24、27で検波すると、その出力は図6(d)及び(e)のようになる。

図6(d)及び(e)の信号は拡散符号列の切替わり時点を正確に示すものであり、これらの信号をもとにして送信データのもつタイミングをタイミング同期回路30で、正しく再現できる。この再現されたタイミング信号によって、データ判定信号が作られる。このデータ判定信号がもつ判定時点を図6(f)に示す。

図6 (d)と(e)は比較器28で比較されて、データ判定時点の大きい方の信号が使う情報のデータが判定器29で判定されて復調データ信号として図5の出力端子Bに出力される。その波形を図6 (f)に示す。

第3の分配出力は符号発生器31の出力と乗算器32で乗算される。符号発生器31はタイミング同期回路30から、受信信号と同期した符号が発生出来るように、タイミング信号が供給される。

乗算器33は図2の乗算器2と等価であり、AFC回路23は、図2の4, 5, 6, 7をまとめた回路と等価である。また、電圧制御発振器35は図2の電圧制御発振器8と等価である。

従って、図5の点線で囲まれた部分、即ち本発明の原理で説明したAFC回路をCSK復調器に付け加えることによって、相関器23, 26に入力される受信信号を正しく各相関器のもつ中心周波数に維持することが出来る。

(発明の効果)

以上詳細に説明の如くスペクトラム拡散通信

方式の中のDS方式でCSK方式を採用する復調器において、本発明の構成によるAFC回路を適用することによって、周波数偏差を打ち消すことが出来、帯域通過混波器による信号電力の減少、また拡散の復調過程における周波数ずれによる劣化の程度を減少することが出来る。

4. 図面の簡単な説明

図1はCSK方式の拡散信号の発生過程を示すタイムチャート、図2は本発明を施したCSK方式のAFC回路構成の一例を示すブロック図、図3は本発明のAFC回路の各部波形図、図4は本発明の対象となるCSK方式の変調器系統を示すブロック図、図5はCSK方式の復調器に本発明のAFC回路を追加した系統を示すブロック図、図6は図5の系統の各部波形図である。

特許出願人 国際電気株式会社

代理人 弁理士 大塚 学

外1名

図1

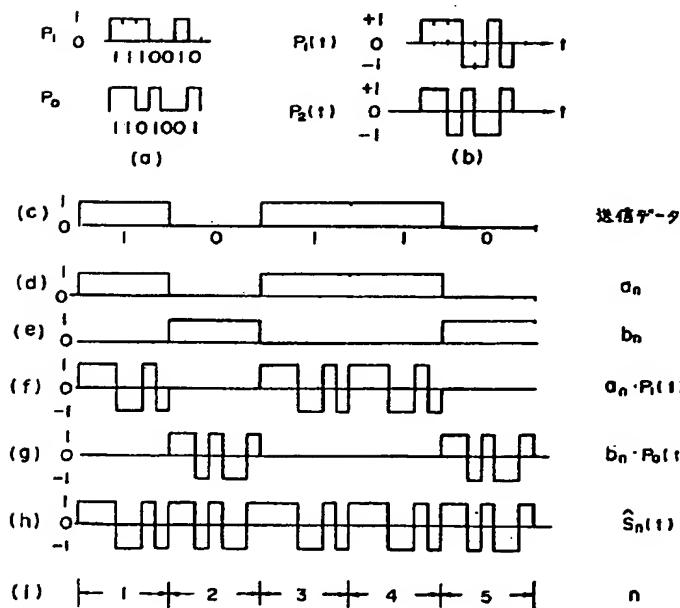
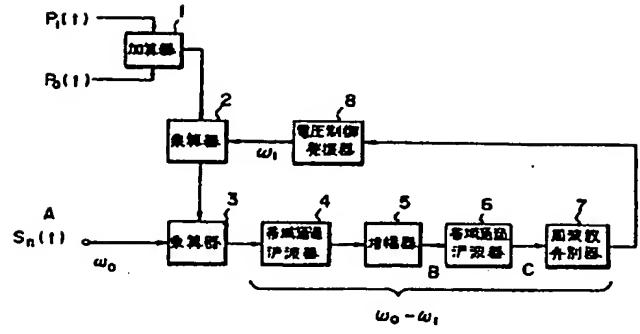
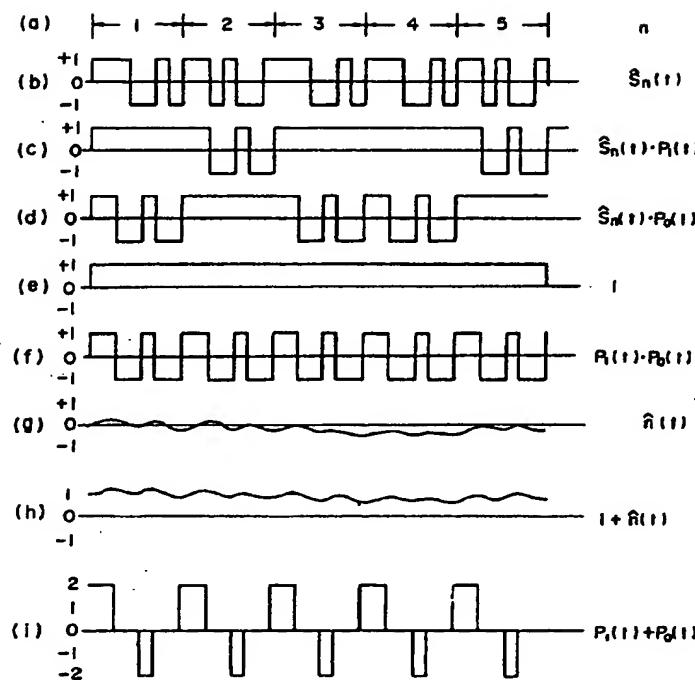


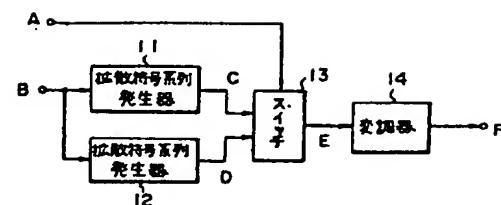
図2



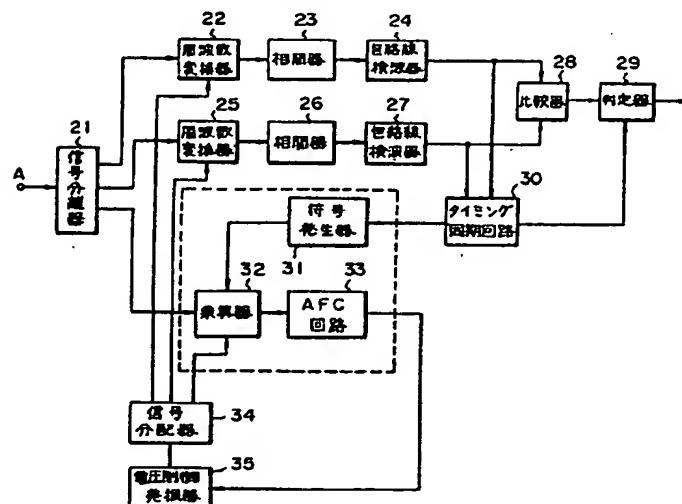
3



4



四 5



6

